

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problems Mailbox.**



(12) **DEMANDE DE BREVET EUROPEEN**

(43) Date de publication:
 12.03.1997 Bulletin 1997/11

(51) Int Cl.⁶: **H04L 27/26, H04L 25/02,
 H04L 27/233**

(21) Numéro de dépôt: **96460030.8**

(22) Date de dépôt: **20.08.1996**

(84) Etats contractants désignés:
DE ES GB IT SE

(30) Priorité: **21.08.1995 FR 9510067**

(71) Demandeurs:
 • **FRANCÉ TELECOM**
 75015 Paris (FR)
 • **TELEDIFFUSION DE FRANCE SA**
 75932 Paris Cédex 15 (FR)

(72) Inventeurs:
 • **Sueur, Bertrand**
 35000 Rennes (FR)
 • **Combelles, Pierre**
 35000 Rennes (FR)

(74) Mandataire: **Vidon, Patrice**
 Cabinet Patrice Vidon,
 Immeuble Germanium,
 80, Avenue des Buttes-de-Coesmes
 35700 Rennes (FR)

(54) **Démodulation d'un signal multiporteur diminuant une distorsion blanche en fréquence**

(57) L'invention concerne un procédé de correction de la distorsion subie par un signal multiporteuse formé de symboles modulant une pluralité de fréquences porteuses, selon lequel on détermine par interpolation et/ou extrapolation une estimation (\hat{D}_{n_0, k_0}) de ladite distorsion pour chacun des échantillons reçus (Y_{n_0, k_0}), à partir d'estimations de référence ($D_{n, k}$) préalablement déterminées pour certains échantillons, appartenant à un ensemble d'échantillons de référence (P^2).

Selon l'invention, chaque estimation de référence ($D_{n, k}$) est corrigée préalablement à ladite interpolation et/ou à ladite extrapolation, pour chaque intervalle de temps (n_0), en fonction d'une information représentative de la variation de la distorsion induite sur les échantillons reçus, entre l'instant de réception (n) des échantillons servant à la détermination desdites estimations de référence ($D_{n, k}$) et l'intervalle de temps (n_0) considéré.

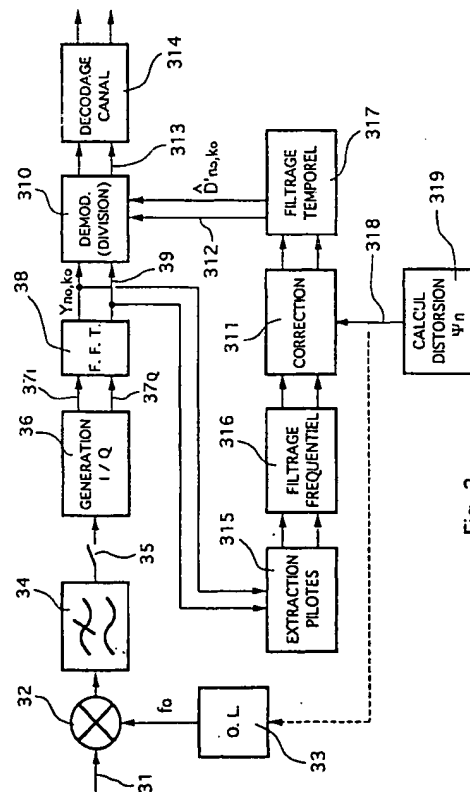


Fig. 3

Description

Le domaine de l'invention est celui de la réception de signaux multiporteuses. Plus précisément, l'invention concerne la correction de la distorsion subie par un tel signal, en vue notamment de l'optimisation de la démodulation des symboles modulant ce signal. Par distorsion, on entend ici, comme on le verra par la suite, les perturbations blanches en fréquence, qu'elles soient dues au canal de transmission ou au récepteur.

L'invention s'applique à tous les types de signaux mettant en oeuvre une pluralité de fréquences porteuses, c'est-à-dire aux systèmes mettant en oeuvre des signaux transmis selon la technique de multiplexage par répartition en fréquence (en anglais : Frequency Division Multiplex (FDM)), et par exemple le système COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex (multiplexage de fréquences orthogonales codées)), mis en oeuvre notamment dans le cadre du projet européen Eurêka 147 "DAB" (Digital Audio Broadcasting (diffusion audionumérique)), et également pressenti pour la transmission de signaux de télévision par voie hertzienne ou paire torsadée par exemple.

Dans de tels systèmes de transmission, les données source à transmettre sont organisées en symboles (constitués d'une ou plusieurs données source) modulant chacun, pendant un intervalle de temps prédéterminé, une fréquence porteuse choisie parmi une pluralité de porteuses. Le signal formé par l'ensemble des porteuses modulées est transmis vers un ou plusieurs récepteurs, qui reçoivent un signal émis perturbé par le canal de transmission.

La démodulation consiste généralement, dans son principe, à estimer la réponse du canal de transmission pour chaque symbole, puis à diviser le signal reçu par cette estimation pour obtenir une estimation du symbole émis.

On connaît de nombreuses techniques de démodulation, qui peut être différentielle ou cohérente. Une technique facilitant la démodulation cohérente à l'aide de symboles de référence connus des récepteurs et régulièrement insérés parmi les symboles utiles est par exemple décrite dans le brevet FR-90 01491 au nom des mêmes déposants.

Le problème majeur de ces techniques connues est que l'estimation de la réponse du canal obtenue n'est pas toujours exacte ni précise, car elle peut être perturbée par une distorsion blanche en fréquence induite par le récepteur ou dans une moindre mesure pour l'émetteur.

En d'autres termes, en convenant de noter, dans un système multiporteuse, n l'indice temporel et k l'indice fréquentiel (n et k appartenant à \mathbb{Z}), à l'émission, chaque porteuse k d'un symbole n est donc modulée par un symbole $C_{n,k}$ complexe.

Si l'on note $H_{n,k}$ la réponse complexe du canal de transmission, alors on reçoit :

$$Y_{n,k} = H_{n,k} \cdot C_{n,k} \cdot \varnothing_n + \text{bruit blanc} \quad (1)$$

Le bruit blanc est un terme que l'on néglige par la suite.

\varnothing_n est un terme complexe, a priori variable en phase et amplitude qui ne dépend que de n , et décrit donc n'importe quelle distorsion "blanche" en fréquence qui entache le signal reçu. Les \varnothing_n sont supposés peu corrélés de symbole en symbole.

Le recouvrement par le récepteur de l'information $C_{n,k}$ transmise implique de savoir isoler le terme $C_{n,k}$ à partir de l'équation (1), par division du $Y_{n,k}$ reçu par une valeur estimée de $H_{n,k} \cdot \varnothing_n$.

L'état de l'art consiste à obtenir d'abord une estimation du produit $H_{n,k} \cdot \varnothing_n$, notée $D_{n,k}$ (D comme "distorsion") dans la suite, pour certains couples (n,k) de $\mathbb{Z} \times \mathbb{Z}$. On note P^2 le sous-ensemble de $\mathbb{Z} \times \mathbb{Z}$ formé des couples (n,k) pour lesquels une première valeur de $D_{n,k}$ est estimée par le récepteur.

Une façon souvent utilisée pour obtenir un tel sous-ensemble consiste à insérer à l'émission dans la trame des "pilotes" (ou symboles de référence), c'est-à-dire à émettre pour certaines valeurs de k et de n - prédéterminées à l'avance et connues du récepteur - des valeurs $C_{n,k}$ particulières a priori connues du récepteur. Cette méthode n'est toutefois qu'un exemple, et tout autre méthode adéquate peut être utilisée.

Les valeurs \hat{D}_{n_0, k_0} pour toutes les valeurs n_0 et k_0 possibles dans \mathbb{Z} sont ensuite calculées par le récepteur par interpolation et/ou extrapolation des valeurs $D_{n,k}$, avec (n,k) appartenant à P^2 .

L'état de l'art consiste à définir la fonction $f(n_0, k_0)$ de calcul de \hat{D}_{n_0, k_0} , à partir des $D_{n,k}$, (n,k) appartenant à P^2 .

Un problème majeur, détecté par les inventeurs mais non expressément connu de l'homme du métier, vient du fait que le \hat{D}_{n_0, k_0} ainsi estimé ne permet pas de distinguer chacun des deux termes du produit : $\hat{D}_{n_0, k_0} = \hat{H}_{n_0, k_0} \cdot \hat{\varnothing}_{n_0, k_0}$, où \hat{H}_{n_0, k_0} désigne ce qu'aurait été le résultat de $f(n_0, k_0)$ si tous les $D_{n,k} (= H_{n,k} \cdot \varnothing_n)$ servant de base au calcul vérifiaient $\varnothing_n = 1$.

L'invention a notamment pour objectif de pallier ces inconvénients.

Ainsi, un objectif de la présente invention est de fournir un procédé d'estimation de la distorsion subie par un signal multiporteuse, et un dispositif correspondant, permettant notamment d'optimiser la démodulation des symboles formant le signal reçu :

Plus précisément, l'invention a pour objectif de fournir un tel procédé, tenant compte des distorsions induites par

les récepteurs.

Un autre objectif de l'invention est de fournir un tel procédé de démodulation, dans lequel l'estimation de la réponse du canal de transmission est optimisée, quelques soient les distorsions induites par les récepteurs.

Ces objectifs, ainsi que d'autres qui apparaîtront par la suite, sont atteints selon l'invention par un procédé de correction de la distorsion subie par un signal multiporteuse formé de symboles modulant une pluralité de fréquences porteuses,

selon lequel on détermine par interpolation et/ou extrapolation une estimation (\hat{D}'_{n_0, k_0}) de ladite distorsion pour chacun des échantillons reçus (Y_{n_0, k_0}), à partir d'estimations de référence ($D_{n, k}$) préalablement déterminées pour certains échantillons, appartenant à un ensemble d'échantillons de référence (P^2),

procédé selon lequel chaque estimation de référence ($D_{n, k}$) est corrigée préalablement à ladite interpolation et/ou à ladite extrapolation, pour chaque intervalle de temps (n_0), en fonction d'une information représentative de la variation de la distorsion blanche en fréquences induite sur les échantillons reçus, entre l'instant de réception (n) des échantillons servant à la détermination desdites estimations de référence ($D_{n, k}$) et l'intervalle de temps (n_0) considéré.

En d'autres termes, l'invention propose d'améliorer l'estimation des distorsions, en corrigeant les informations de référence utilisées pour cette estimation, préalablement au calcul correspondant d'estimation, de façon que ces informations de référence reflètent, à chaque instant de réception, les mêmes distorsions que les symboles reçus.

Ainsi, de façon avantageuse, on affecte chacune desdites estimations de référence ($D_{n, k}$) d'une distorsion sensiblement égale à la distorsion subie par le signal reçu entre l'instant de réception (n) des échantillons servant à la détermination desdites estimations de référence ($D_{n, k}$) et l'intervalle de temps (n_0) considéré.

Les éléments de référence se voient donc affectés de la même distorsion que les symboles à démoduler. En d'autres termes, on ne cherche pas, selon l'invention, à supprimer l'effet sur l'estimation des distorsions blanches en fréquences, mais on fait en sorte qu'il soit compensé. En d'autres termes encore, il s'agit d'une approche relative de la correction des effets de la distorsion blanche en fréquence.

Avantageusement, le procédé de l'invention comprend les étapes suivantes :

- détermination de l'écart relatif de distorsion ($\psi_n \in \mathbb{C}$) induite par le récepteur entre deux intervalles de temps ($n-1$ et n) consécutif,

$$\psi_n = \frac{\phi_n}{\phi_{n-1}} \quad \forall n \in \mathbb{Z};$$

- pour chaque échantillon reçu (Y_{n_0, k_0}), correction des estimations de référence ($D_{n, k}$) à prendre en compte de la façon suivante :

$$\begin{cases} D'_{n, k} + D_{n, k} \cdot \sum_{i=n+1}^{n_0} \psi_i & \text{si } n < n_0 \\ D'_{n, k} = D_{n, k} & \text{si } n = n_0 \\ D'_{n, k} = D_{n, k} \cdot \frac{1}{\prod_{i=n_0+1}^n \psi_i} & \text{si } n > n_0 \end{cases}$$

- interpolation et/ou extrapolation par f d'une estimation (\hat{D}'_{n_0, k_0}) à partir desdites estimations corrigées ($D'_{n, k}$) pour ledit symbole reçu (Y_{n_0, k_0}).

De façon avantageuse, notamment lorsque les distorsions blanches en fréquence correspondent essentiellement à des variations instantanées (ou du moins à leurs moyennes sur la durée d'un symbole) de la fréquence d'oscillation d'un ou plusieurs oscillateurs et peuvent s'écrire $\phi_n = e^{j\omega n}$ (c'est très souvent le cas), lesdites estimations corrigées ($D'_{n, k}$) peuvent être approximées de la façon suivante :

$$\begin{cases} D'_{n,k} \approx D_{n,k} \cdot (1 + j \cdot \sum_{i=n_0+1}^{n_0} \delta_i) & \text{si } n < n_0 \\ D'_{n,k} \approx D_{n,k} \cdot (1 - j \cdot \sum_{i=n_0+1}^n \delta_i) & \text{si } n > n_0 \end{cases}$$

où : $\delta_n = \theta_n - \theta_{n-1}$ avec $\phi_n = e^{j\theta_n}$.

Comme indiqué précédemment, ladite estimation ($\hat{D}_{n,k}$) peut en particulier être utilisée pour diviser l'échantillon reçu (Y_{n_0,k_0}), de façon à délivrer un symbole source estimé ($\hat{C}_{n,k}$).

Selon un mode de réalisation préférentiel de l'invention, correspondant à une démodulation cohérente, lesdits échantillons de référence correspondent à des pilotes, de valeur et de position dans l'espace temps-fréquence connues des récepteurs. Cette technique est bien sûr connue en elle-même.

Selon un autre mode de réalisation, correspondant à une démodulation différentielle, lesdits échantillons de référence sont obtenus de la façon suivante :

$$\forall n_0, k_0 \in \mathbb{Z}, \hat{D}_{n_0, k_0} = D_{n_0, k_0}$$

avec i entier petit (typiquement, $i=1$).

De façon avantageuse, ladite information (ψ_n) représentative de la distorsion induite par le récepteur peut être obtenue, pour chaque échantillon reçu, de la façon suivante :

- décision dure de la valeur de chacun desdits échantillons, par association à chacun desdits échantillons de l'élément de données le plus probable, parmi une constellation d'éléments de données formant un alphabet de modulation ;
- détermination d'un décalage de phase entre chacun desdits échantillons et son élément de donnée associé ;
- estimation de ladite information (ψ_n), en fonction de plusieurs décalages de phase correspondant à des fréquences porteuses différentes et à un même intervalle de temps.

Cette technique est également connue en elle-même, et décrite en particulier dans la demande de brevet FR-94 07984 au nom des mêmes déposants.

Selon un autre mode de réalisation avantageux, ladite information (ψ_n) représentative de la distorsion induite par le récepteur est obtenue par analyse d'une ou plusieurs fréquences pilotes portant en continu une information de référence fixe et connue des récepteurs.

Dans le cas où l'opération d'interpolation et/ou d'extrapolation comprend une étape d'interpolation et/ou d'extrapolation fréquentielle suivie d'une étape d'interpolation et/ou d'extrapolation temporelle, il peut être avantageux que l'étape de correction des estimations de référence soit effectuée entre ladite étape d'interpolation et/ou d'extrapolation fréquentielle et ladite étape d'interpolation et/ou d'extrapolation temporelle.

L'invention concerne également les dispositifs de correction de la distorsion mettant en oeuvre un tel procédé.

Préférentiellement, un tel dispositif, du type comprenant des moyens de détermination d'estimations de référence ($D_{n,k}$) préalablement déterminées pour certains échantillons, appartenant à un ensemble d'échantillons de référence (P^2), et des moyens d'interpolation et/ou d'extrapolation d'une estimation (\hat{D}_{n_0, k_0}) de ladite distorsion pour chacun des échantillons reçus (Y_{n_0, k_0}), à partir desdites estimations de référence ($D_{n,k}$), comprend des moyens de calcul d'une information représentative de la variation de la distorsion blanche en fréquence induite sur les échantillons reçus, entre l'instant de réception (n) des échantillons servant à la détermination desdites estimations de référence ($D_{n,k}$) et un intervalle de temps (n_0) donné, et des moyens de correction de chaque estimation de référence ($D_{n,k}$) délivrée auxdits moyens d'interpolation et/ou d'extrapolation, en fonction de ladite information représentative de la variation de ladite distorsion induite par le récepteur.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront à la lecture de la description suivante d'un mode de réalisation préférentiel de l'invention, donné à titre de simple exemple illustratif et non limitatif, et des dessins annexés, dans lesquels :

- la figure 1 illustre de façon générale le procédé de correction des distorsions de l'invention ;
- la figure 2 illustre un mode de réalisation particulier du procédé de l'invention, dans lequel on distingue deux étapes d'interpolation et/ou d'extrapolation ;
- la figure 3 est un synoptique simplifié d'un dispositif de correction des distorsions selon l'invention, dans le cas où

le signal transmis inclus des pilotes de référence.

Comme indiqué précédemment, la technique connue pour estimer les distorsions subies par les symboles d'un signal multiporteuse consiste à définir une fonction $f(n_0, k_0)$ de calcul de \hat{D}_{n_0, k_0} pour tout n_0 et k_0 de Z , à partir des $D_{n, k}$, (n,k) appartenant à P^2 .

L'invention est applicable à toute fonction f . Elle permet d'améliorer l'estimation des \hat{D}_{n_0, k_0} issues du calcul de $f(n_0, k_0)$, en modifiant préalablement les $D_{n, k}$, (n,k) appartenant à P^2 qui servent de base à ce calcul, sans préjuger de la façon dont ces $D_{n, k}$ ont été obtenus.

Ainsi, quelle que soit cette fonction f , on prévoit selon l'invention une étape supplémentaire, qui précède (ou qui s'insère dans) le calcul de $f(n_0, k_0)$, de façon à rendre ce dernier plus exact.

La figure 1 illustre de façon générale le procédé de l'invention, tel qu'il s'insère dans le traitement d'un signal multiporteuse.

Le signal transmis est tout d'abord, lors d'une première étape 11 connue de réception, restitué sous la forme de symboles Y_{n_0, k_0} tels que décrits en préambule. Selon une méthode quelconque, on obtient (12) la série de références $D_{n, k}$.

Une première façon connue, mise en oeuvre pour faciliter la démodulation cohérente du signal reçu, consiste à insérer à l'émission dans la trame des "pilotes", c'est-à-dire à émettre pour certaines valeurs de k et de n , prédéterminées et connues des récepteurs, des valeurs $C_{n, k}$ particulières et connues a priori des récepteurs. Cette technique est notamment présentée dans le document de brevet FR-90 01491 déjà cité.

On note $P_{n, k}$ ces pilotes, et on réserve par la suite la notation $C_{n, k}$ aux vecteurs a priori inconnus des récepteurs, c'est-à-dire porteurs d'informations. Bien sûr, pour des raisons de maximalisation du débit utile transmis, le nombre de vecteurs $C_{n, k}$ sacrifiés en $P_{n, k}$ doit être aussi faible que possible. On note P^2 le sous-ensemble de $Z \times Z$ des couples (n,k) tels que la porteuses indicée k du symbole n porte un pilote $P_{n, k}$.

Puisque $P_{n, k}$ est a priori connu du récepteur, celui-ci peut calculer la division $Y_{n, k}/P_{n, k}$ et obtenir ainsi une estimation du produit $H_{n, k} \cdot \phi_n$, notée $D_{n, k}$ pour tous les couples (n,k) de P^2 .

Une seconde méthode connue (démodulation différentielle), consiste à prendre comme références les symboles reçus précédemment, soit :

$$\forall n_0, k_0 \in Z, \hat{D}_{n_0, k_0} = D_{n_0-i, k_0}$$

avec i entier petit (typiquement, $i=1$).

D_{n_0-i, k_0} est supposé obtenu par ailleurs dans le récepteur.

On calcule également (13) les distorsions induites par le récepteurs, de façon à obtenir une estimation de Ψ_n (appartenant à C), soit :

$$\Psi_n = \frac{\phi_n}{\phi_{n-1}} \quad \forall n \in Z$$

Cette estimation peut s'obtenir par exemple par la méthode décrite dans la demande de brevet déjà citée FR-94 07894. Dans ces grandes lignes, cette méthode consiste à effectuer les trois étapes suivantes :

- décision dure de la valeur de chacun desdits échantillons, par association à chacun desdits échantillons de l'élément de données le plus probable, parmi une constellation d'éléments de données formant un alphabet de modulation ;
- détermination d'un décalage de phase entre chacun desdits échantillons et son élément de donnée associé ;
- estimation de ladite information (Ψ_n), en fonction de plusieurs décalages de phase correspondant à des fréquences porteuses différentes et à un même intervalle de temps.

Le document précité précise diverses techniques permettant d'affiner le calcul de l'erreur de phase résiduelle.

Une autre technique permettant la détermination de Ψ_n est la transmission en permanence, sur au moins une fréquence porteuse, d'une référence continue. Le calcul est alors direct, par simple comparaison entre deux instants de réception consécutifs.

La fonction d'interpolation et/ou d'extrapolation $f(n_0, k_0)$ déjà décrite permet d'obtenir une estimation de \hat{D}_{n_0, k_0} à partir des $D_{n, k}$, où (n,k) appartient à P^2 . Mais cette interpolation/extrapolation \hat{D}_{n_0, k_0} du produit $H_{n_0, k_0} \cdot \phi_{n_0, k_0}$ n'est réellement correcte que pour le terme H_{n_0, k_0} (sous l'hypothèse que les caractéristiques du canal de transmission, en termes d'échos, ne varient pas trop vite). Elle est en revanche incorrecte pour le terme ϕ_{n_0, k_0} , et ce d'autant plus que les ϕ_n

sont moins corrélés de symbole en symbole, et donc sont difficilement interpolables et/ou extrapolables.

L'estimation classique :

$$\hat{C}_{n_0, k_0} = \frac{Y_{n_0, k_0}}{\hat{D}_{n_0, k_0}}$$

sera alors biaisée.

Selon l'invention, on prévoit une étape 14 de correction des références $D_{n, k}$ (n, k) appartenant à P^2 , avant l'interpolation/extrapolation 15. Cette correction consiste à compenser, à chaque instant de réception, l'effet de ϕ_n .

Ainsi, chaque terme $D_{n, k}$ (n, k) appartenant à P^2 et tel que $n < n_0$ entrant dans le calcul de $f(n_0, k_0)$ est remplacé par :

$$D'_{n, k} = D_{n, k} \cdot \prod_{i=n+1}^{n_0} \Psi_i \quad (2)$$

soit :

$$D'_{n, k} = D_{n, k} \cdot \frac{\phi_{n_0}}{\phi_n} = H_{n, k} \cdot \phi_{n_0}$$

De même, chaque terme $D_{n, k}$ (n, k) appartenant à P^2 et tel que $n > n_0$ entrant dans le calcul de $f(n_0, k_0)$ est remplacé par :

$$D'_{n, k} = D_{n, k} \cdot \frac{1}{\prod_{i=n_0+1}^n \Psi_i} \quad (3)$$

soit :

$$D'_{n, k} = D_{n, k} \cdot \frac{\phi_{n_0}}{\phi_n} = H_{n, k} \cdot \phi_{n_0}$$

Dans le cas particulier où des termes $D_{n_0, k}$ (pour tout k appartenant à Z : éventuellement k peut même prendre la valeur k_0) entreraient dans le calcul de $f(n_0, k_0)$, alors ces termes ne sont pas modifiés selon le calcul ci-dessus, mais restent inchangés.

En d'autres termes :

$$D'_{n_0, k} = D_{n_0, k} = H_{n_0, k_0} \cdot \phi_{n_0} \quad \forall k \in Z$$

Dans le cas de la démodulation différentielle, l'étape 14 de correction consiste simplement à remplacer D_{n_0-i, k_0} par :

$$D_{n_0-i, k_0} \cdot \frac{\phi_{n_0}}{\phi_{n_0-i}}$$

avec i petit, et par exemple égal à 1.

Ensuite, on effectue classiquement le calcul d'interpolation et/ou d'extrapolation $f(n_0, k_0)$ 15, pour tous les n_0 et k_0 de Z , mais cette fois à partir des $D'_{n, k}$. Une méthode pour ce faire est par exemple décrite dans le brevet FR-34 07984, et rapidement commentée par la suite en relation avec la figure 2.

On appelle \hat{D}_{n_0, k_0} le résultat du calcul de $f(n_0, k_0)$ ainsi modifié.

EP 0 762 703 A1

La démodulation 16, c'est-à-dire l'estimation de l'information transmise se fait alors classiquement par :

$$\hat{C}_{n_0, k_0}' = \frac{Y_{n_0, k_0}}{\hat{D}_{n_0, k_0}'}$$

Typiquement, ϕ_n peut décrire les variations instantanées de fréquence de l'oscillateur (ou des oscillateurs) local du récepteur, nécessairement imparfait, ou du moins la valeur moyennée sur la durée d'un symbole de ces variations. Ces variations sont parfois appelées "bruit de phase". ϕ_n peut alors se noter $e^{j\theta_n}$.
Le terme

$$\prod_p^q \Psi_p$$

peut alors être avantageusement remplacé par :

$$e^{j \sum_p^q \delta_p}$$

où

$$\delta_n = \theta_n - \theta_{n-1}$$

Si

$$\sum_p^q \delta_p$$

est petit, le terme exponentiel ci-dessus peut être approximé de la façon suivante :

$$e^{j \sum_p^q \delta_p} = 1 + j \cdot \sum_p^q \delta_p$$

et les formules (2) et (3) deviennent alors respectivement :

$$D'_{n, k} \approx D_{n, k} \cdot (1 + j \sum_{i=n_0+1}^{n_0} \delta_i)$$

si $n < n_0$

$$D'_{n, k} \approx D_{n, k} \cdot (1 - j \sum_{i=n_0+1}^n \delta_i)$$

si $n_0 < n$

Bien que la figure 1 illustre, par souci de simplification, une série d'étapes successives, il est clair que certains calculs peuvent être faits en parallèle.

La figure 2 illustre un mode de mise en oeuvre particulier de l'invention, dans lequel l'opération $f(n_0, k_0)$ d'interpolation et/ou d'extrapolation peut se décomposer en une fonction g d'interpolation et/ou d'extrapolation fréquentielle 21 suivie d'une fonction h d'interpolation et/ou d'extrapolation temporelle 22, il peut être avantageux (mais cela n'est pas obligatoire), pour des raisons de simplicité, d'insérer l'étape de correction 23 de l'invention entre les calculs de g (21) et h (22), et non plus avant le calcul de g .

La procédure de calcul de correction reste bien sûr la même.

La figure 3 illustre de façon simplifiée d'un mode de réalisation particulier d'un récepteur mettant en oeuvre l'invention.

Le signal reçu 31 est tout d'abord transposé en fréquence basse par un multiplieur 32 contrôlé par un oscillateur local 33 délivrant la fréquence de transposition f_0 . Puis le signal transposé est filtré par un filtre passe-bas ou passe-bande 34, et converti en un signal numérique par un échantillonneur 35. Ensuite, un module 36 de génération des composantes en phase et en quadrature délivre les voies 37_I et 37_Q.

Dans le cas du COFDM, les voies I et Q sont soumises à une transformation mathématique F.F.T. 38, qui délivre les échantillons 39 Y_{n_0, k_0} .

Les Y_{n_0, k_0} 39 sont démodulés (310) selon le procédé décrit précédemment, par division par \hat{D}_{n_0, k_0}^* 312 pour fournir les symboles estimés \hat{C}_{n_0, k_0} 313, qui subissent ensuite classiquement un décodage canal 314, puis la suite du traitement jusqu'à la restitution du signal source.

Les $Y_{n_0, k}$ 39 alimentent par ailleurs un module 315 d'extraction des pilotes $D_{n, k}$ qui subissent un premier filtrage fréquentiel 316 puis un second filtrage temporel 317 pour fournir \hat{D}_{n_0, k_0} 312 au démodulateur 310.

Selon l'invention, un module de correction 311 est inséré entre les deux modules de filtrage 316 et 317 pour modifier les données délivrés par les modules d'analyse des pilotes 315 et 316. Cette correction tient compte d'une information 318 de distorsion (bruit de phase du récepteur notamment), délivrée par un module 319 de calcul de cette distorsion.

Il est à noter que ce module 319 est déjà présent dans certains récepteurs, notamment pour piloter l'oscillateur local 33 et/ou le générateur I/Q 36.

Dans la pratique, les différents modules, ou au moins certains d'entre eux, peuvent bien sûr être regroupés dans un calculateur unique. Par ailleurs, il est clair que d'autres modes de réalisation peuvent être envisagés.

Revendications

1. Procédé de correction de la distorsion subie par un signal multiporteuse formé de symboles modulant une pluralité de fréquences porteuses, selon lequel on détermine par interpolation et/ou extrapolation une estimation (\hat{D}_{n_0, k_0}) de ladite distorsion pour chacun des échantillons reçus (Y_{n_0, k_0}), à partir d'estimations de référence ($D_{n, k}$) préalablement déterminées pour certains échantillons, appartenant à un ensemble d'échantillons de référence (P^2), caractérisé en ce que chaque estimation de référence ($D_{n, k}$) est corrigée préalablement à ladite interpolation et/ou à ladite extrapolation, pour chaque intervalle de temps (n_0), en fonction d'une information représentative de la variation de la distorsion induite sur les échantillons reçus, entre l'instant de réception (n) des échantillons servant à la détermination desdites estimations de référence ($D_{n, k}$) et l'intervalle de temps (n_0) considéré.
2. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'on affecte chacune desdites estimations de référence ($D_{n, k}$) d'une distorsion sensiblement égale à la distorsion subie par le signal reçu entre l'instant de réception (n) des échantillons servant à la détermination desdites estimations de référence ($D_{n, k}$) et l'intervalle de temps (n_0) considéré.
3. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 et 2, caractérisé en ce qu'il comprend les étapes suivantes :
 - détermination de l'écart relatif de distorsion (ψ_n) induite par le récepteur entre deux intervalles de temps ($n-1$ et n) consécutifs ;
 - pour chaque échantillon reçu (Y_{n_0, k_0}) correction des estimations de référence ($D_{n, k}$) à prendre en compte de la façon suivante :

$$\begin{cases}
 D'_{n,k} = D_{n,k} \cdot \prod_{i=n+1}^{n_0} \psi_i & \text{si } n < n_0 \\
 D'_{n,k} = D_{n,k} & \text{si } n = n_0 \\
 D'_{n,k} = D_{n,k} \cdot \frac{1}{\prod_{i=n_0+1}^n \psi_i} & \text{si } n > n_0
 \end{cases}$$

15 - interpolation et/ou extrapolation d'une estimation (\hat{D}_{n_0,k_0}') à partir desdites estimations corrigées ($D'_{n,k}$) pour ledit symbole reçu (Y_{n_0,k_0}).

4. Procédé selon la revendication 3, caractérisé en ce que lesdites estimations corrigées ($D'_{n,k}$) sont approximées de la façon suivante :

$$\begin{cases}
 D'_{n,k} \approx D_{n,k} \cdot (1 + j \sum_{i=n+1}^{n_0} \delta_i) & \text{si } n < n_0 \\
 D'_{n,k} \approx D_{n,k} \cdot (1 - j \sum_{i=n_0+1}^n \delta_i) & \text{si } n_0 < n
 \end{cases}$$

Bien que la figure 1 illustre, par so
où : $\delta_n = \theta_n - \theta_{n-1}$ avec $\phi_{n-1} = e^{j\theta_{n-1}}$.

5. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 4, caractérisé en ce que ladite estimation (\hat{D}_{n_0,k_0}') est utilisée pour diviser l'échantillon reçu (Y_{n_0,k_0}), de façon à délivrer un symbole source estimé (\hat{D}_{n_0,k_0}).

6. Procédé selon l'une quelconque de revendications 1 à 5, caractérisé en ce que lesdits échantillons de référence correspondent à des pilotes, de valeur et de position dans l'espace temps-fréquence connues des récepteurs.

7. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 6, caractérisé en ce que lesdits échantillons de référence sont obtenus de la façon suivante :

$$\forall n_0, k_0 \in \mathbb{Z}, \hat{D}_{n_0,k_0} = D_{n_0-ik_0}$$

avec i entier petit (typiquement, $i=1$).

8. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 7, caractérisé en ce que ladite information (ψ_n) représentative de la distorsion induite par le récepteur est obtenue, pour chaque échantillon reçu, selon une des techniques suivantes :

réalisation des étapes suivantes :

- décision dure de la valeur de chacun desdits échantillons, par association à chacun desdits échantillons de l'élément de données le plus probable, parmi une constellation d'éléments de données formant un alphabet de modulation ;
- détermination d'un décalage de phase entre chacun desdits échantillons et son élément de donnée associé ;
- estimation de ladite information (ψ_n), en fonction de plusieurs décalages de phase correspondant à des fréquences porteuses différentes et à un même intervalle de temps ; ou

- analyse d'au moins une fréquence pilot portant en continu une information de référence fixe et connue des récepteurs.
- 5 9. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 8, caractérisé en ce que l'opération d'interpolation et/ou d'extrapolation comprend une étape d'interpolation et/ou d'extrapolation fréquentielle suivie d'une étape d'interpolation et/ou d'extrapolation temporelle, et en ce que l'étape de correction des estimations de référence est effectuée entre ladite étape d'interpolation et/ou d'extrapolation fréquentielle et ladite étape d'interpolation et/ou d'extrapolation temporelle.
- 10 10. Dispositif de correction de la distorsion globale subie par un signal multiporteuse formé de symboles modulant une pluralité de fréquences porteuses, pendant un intervalle de temps donné, du type comprenant des moyens de détermination d'estimations de référence ($D_{n,k}$) préalablement déterminées pour certains échantillons, appartenant à un ensemble d'échantillons de référence (P^2), et des moyens d'interpolation et/ou d'extrapolation d'une estimation (\hat{D}_{n_0,k_0}) de ladite distorsion pour chacun des échantillons reçus
- 15 (Y_{n_0,k_0}), à partir desdites estimations de référence ($D_{n,k}$), caractérisé en ce qu'il comprend des moyens de calcul d'une information représentative de la variation de la distorsion induite par le récepteur sur les échantillons reçus, entre l'instant de réception (n) des échantillons servant à la détermination desdites estimations de référence ($D_{n,k}$) et un intervalle de temps (n_0) donné, et des moyens de correction de chaque estimation de référence ($D_{n,k}$) délivrée auxdits moyens d'interpolation et/ou d'extrapolation, en fonction de ladite information représentative de la variation de la distorsion induite sur le signal.
- 20
- 25
- 30
- 35
- 40
- 45
- 50
- 55

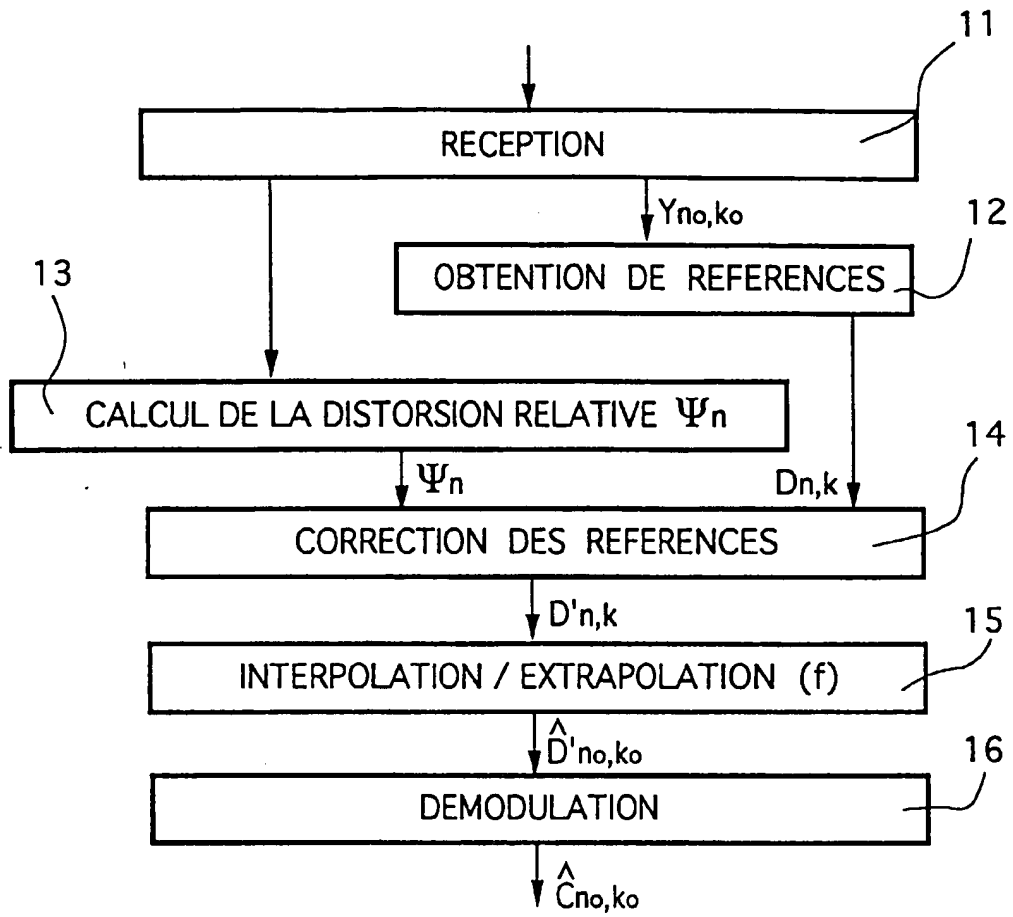


Fig. 1

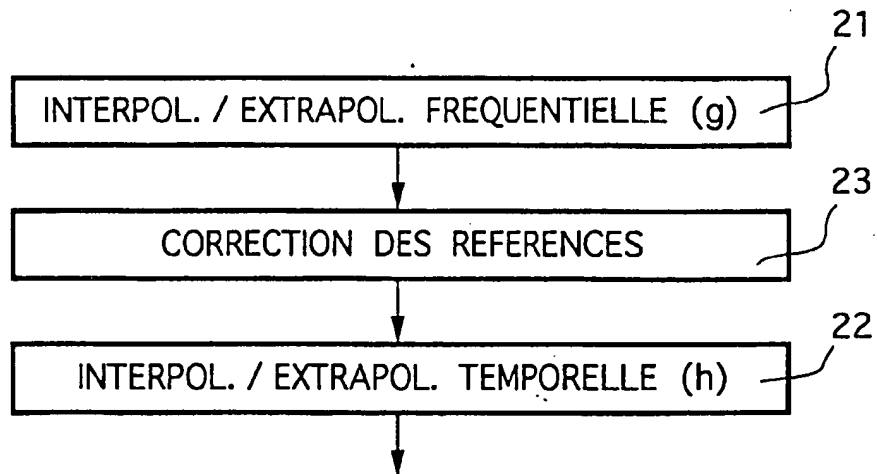


Fig. 2

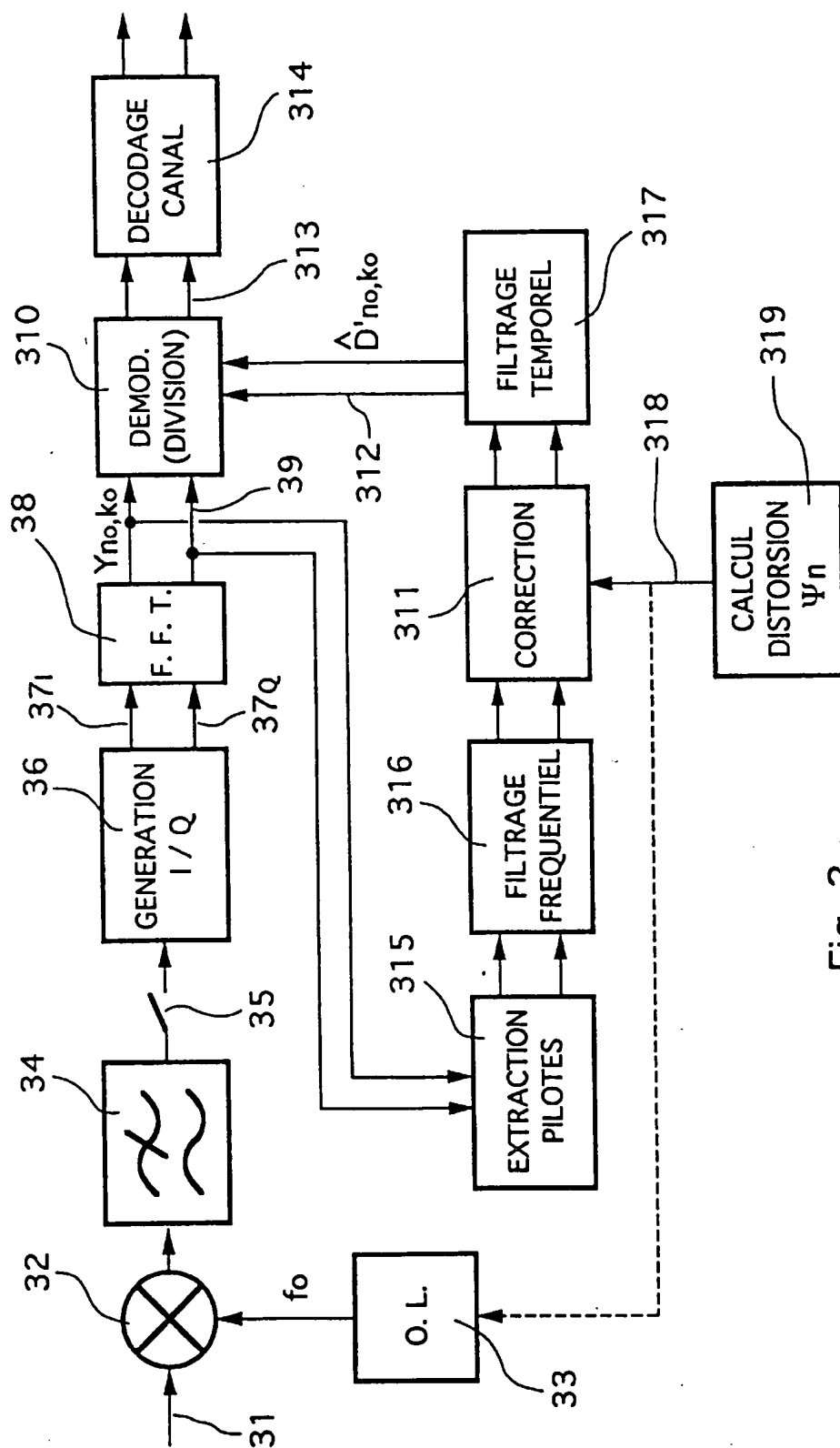


Fig. 3



DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT			
Category	Citation of document with indication, where appropriate, of relevant passages	Relevant to claim	CLASSIFICATION OF THE APPLICATION (Int.Cl.7)
X	GB 2 326 069 A (BRITISH BROADCASTING CORP ;LSI LOGIC CORP (US)) 9 December 1998 (1998-12-09) * figure 2 * * page 1, line 22 - page 2, line 6 * * page 2, line 20 - line 25 * * page 10, line 12 - line 17 * ---	1-3,7,8	H04B1/10 H04L27/26
X	EP 0 762 703 A (TELEDIFFUSION FSE ;FRANCE TELECOM (FR)) 12 March 1997 (1997-03-12) * figure 3 * * page 3, line 4 - line 13 * ---	1,7	
A	CHAN KYU KIM ET AL: "Adaptive beamforming for an OFDM system" VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, 1999 IEEE 49TH HOUSTON, TX, USA 16-20 MAY 1999, PISCATAWAY, NJ, USA,IEEE, US, 16 May 1999 (1999-05-16), pages 484-488, XP010341912 ISBN: 0-7803-5565-2 * column 2, line 7 - line 13 * * column 2, line 29 - column 3, line 1 * * column 4, line 8 - column 5, line 5 * -----	1,7	
			TECHNICAL FIELDS SEARCHED (Int.Cl.7)
			H04B H04L
The present search report has been drawn up for all claims			
Place of search		Date of completion of the search	Examiner
BERLIN		15 January 2003	Chave, J
CATEGORY OF CITED DOCUMENTS			
X : particularly relevant if taken alone Y : particularly relevant if combined with another document of the same category A : technological background O : non-written disclosure P : intermediate document T : theory or principle underlying the invention E : earlier patent document, but published on, or after the filing date D : document cited in the application L : document cited for other reasons ----- & : member of the same patent family, corresponding document			

**ANNEX TO THE EUROPEAN SEARCH REPORT
ON EUROPEAN PATENT APPLICATION NO.**

EP 02 07 9505

This annex lists the patent family members relating to the patent documents cited in the above-mentioned European search report. The members are as contained in the European Patent Office EDP file on
The European Patent Office is in no way liable for these particulars which are merely given for the purpose of information.

15-01-2003

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)		Publication date
GB 2326069	A	09-12-1998	EP	1267538 A1	18-12-2002
			EP	1267539 A1	18-12-2002
			EP	0877526 A2	11-11-1998
			EP	0876031 A2	04-11-1998
			GB	2361157 A ,B	10-10-2001
			GB	2325125 A ,B	11-11-1998
			GB	2325126 A ,B	11-11-1998
			GB	2325127 A ,B	11-11-1998
			GB	2325128 A ,B	11-11-1998
			GB	2325129 A ,B	11-11-1998
			GB	2325825 A ,B	02-12-1998
			GB	2326070 A ,B	09-12-1998
			US	6320915 B1	20-11-2001
			US	6317473 B1	13-11-2001
			US	6320917 B1	20-11-2001
			US	6205188 B1	20-03-2001
			US	6240146 B1	29-05-2001
			US	6137847 A	24-10-2000
			US	6130922 A	10-10-2000
			US	6320627 B1	20-11-2001
EP 0762703	A	12-03-1997	FR	2738094 A1	28-02-1997
			EP	0762703 A1	12-03-1997